

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-130148

(43)Date of publication of application : 16.05.1997

(51)Int.Cl.

H03D 3/00

H04L 27/14

(21)Application number : 07-281062

(71)Applicant : ICOM INC

(22)Date of filing : 27.10.1995

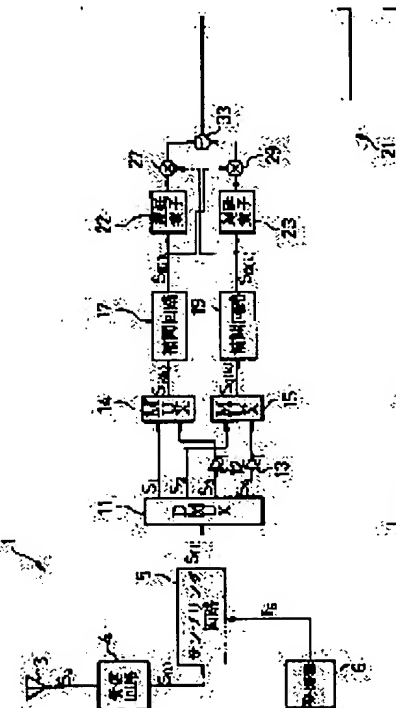
(72)Inventor : SON IMIN

(54) DIGITAL DEMODULATOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a demodulation signal of a high quality with a simple constitution.

SOLUTION: A DMUX 11 circulates and outputs data in a digital FM signal to generate signals S1 to S4. An MUX 14 alternately outputs the signal S1 and the inverted signal of the signal S3 to generate a signal Si(k). An MUX 15 alternately outputs the signal S2 and the inverted signal of the signal S4 to generate a signal Sq(k). An interpolation circuit 17 inserts data, whose value is 0, between respective data of the output signal of the MUX 14 and cuts the high frequency component to generate signal Si(t). A second interpolation circuit 19 inserts data, whose value is 0, between respective data of the output signal of the MUX 15 and cuts the high frequency component to generate a signal SQ(i). An operation circuit 2 operates Si(i-1).SQ(i)-Si(i).Sq(i-1) and outputs a digital demodulation signal by integrating.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 20.03.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 07.08.2001

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration] *CREATED BY THE JPTO*

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's]

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

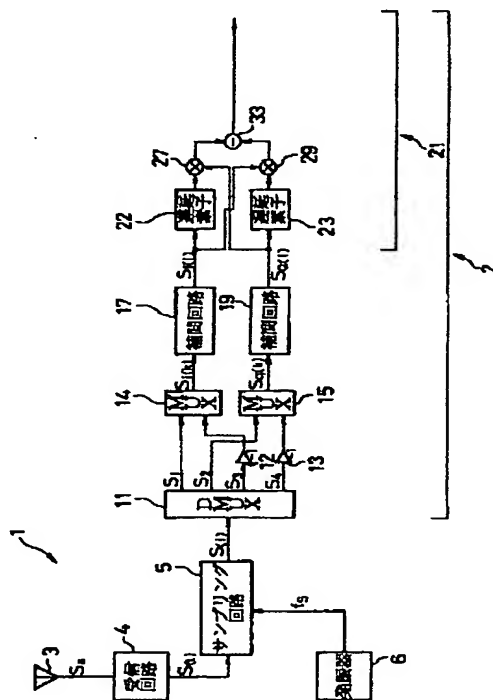
2004. 10. 1. 4:00 PM

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(11)特許出願公開番号

(43)公開日 平成9年(1997)5月16日

A



【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル信号を受信し、該デジタル受信信号中の奇数番目のデータ列から構成され、データ毎に符号が反転する第1の信号と、該デジタル受信信号中の偶数番目のデータ列から構成され、データ毎に符号が反転する第2の信号を生成する時間列信号生成手段と、

前記時間列信号生成手段から出力される第1の信号の各データの間に値がゼロ(0)のデータを挿入する第1の補間手段(17)と、

前記時間列信号生成手段から出力される第2の信号の各データの間に値がゼロ(0)の信号を挿入する第2の補間手段(19)と、

前記第1の補間手段(17)と前記第2の補間手段(19)の出力信号から、デジタル復調信号(Y)を生成する演算手段(21~37)と、

を備えることを特徴とするデジタル復調器。

【請求項2】 前記時間列信号生成手段は、デジタル受信信号を受信し、該デジタル受信信号中のデータを循環して出力することにより、第1乃至第4の時間列信号に変換するデマルチプレクサ手段(11)と、

前記第1と第3の時間列信号の一方及び前記第2と第4の時間列信号の一方の位相を180°変換する位相変換手段(12、13)と、

前記第1と第3の時間列信号の他方及び前記位相変換手段(12、13)から供給される位相が変換された前記第1と第3の時間列信号の一方とを入力し、交互に順次出力する第1のマルチプレクサ手段(14)と、

前記第2と第4の時間列信号の他方及び前記位相変換手段(12、13)から供給される位相が変換された前記第2と第4の時間列信号の一方とを入力し、交互に順次出力する第2のマルチプレクサ手段(15)と、

より構成されることを特徴とする請求項1に記載のデジタル復調器。

【請求項3】 前記演算手段は、

前記第1の補間手段の出力信号を前記デジタル受信信号の1サンプリング周期分遅延させる第1の遅延手段(22)と、

前記第2の補間手段の出力信号を前記デジタル受信信号の1サンプリング周期分遅延させる第2の遅延手段(23)と、

前記第1の遅延手段の出力信号と、前記第2の補間手段の出力信号とを乗算する第1の乗算手段(27)と、

前記第1の補間手段の出力信号と、前記第2の遅延手段の出力信号とを乗算する第2の乗算手段(29)と、

前記第2の乗算手段の出力信号と前記第1の乗算手段の出力信号との差を取る減算手段(33)と、

より構成されることを特徴とする請求項1又は2に記載のデジタル復調器。

【請求項4】 前記演算手段は、

前記第1の補間手段の出力信号を前記デジタル受信信号の1サンプリング周期分遅延させる第1の遅延手段(22)と、

前記第2の補間手段の出力信号を前記デジタル受信信号の1サンプリング周期分遅延させる第2の遅延手段(23)と、

前記第1の遅延手段の出力信号と、前記第2の補間手段の出力信号とを乗算する第1の乗算手段(27)と、

10 前記第1の補間手段の出力信号と、前記第2の遅延手段の出力信号とを乗算する第2の乗算手段(29)と、

前記第2の乗算手段の出力信号と前記第1の乗算手段の出力信号との差を取る減算手段(33)と、

前記第1の補間手段の出力信号を2乗する第3の乗算手段(25)と、

前記第2の補間手段の出力信号を2乗する第4の乗算手段(31)と、

前記第3の乗算手段の出力信号と前記第4の乗算手段の出力信号とを、加算する加算手段(35)と、

20 前記減算手段の出力信号と前記加算手段の出力信号の一方を他方で除算する除算手段(37)と、

より構成されることを特徴とする請求項1又は2に記載のデジタル復調器。

【請求項5】 前記演算手段は、

前記第1の補間手段の出力信号を2乗する第1の2乗手段と(25)と、

前記第2の補間手段の出力信号を2乗する第2の2乗手段と(31)と、

30 前記第1の2乗手段の出力信号と、前記第2の2乗手段の出力信号とを加算する加算手段(27)と、

より構成されることを特徴とする請求項1又は2に記載のデジタル復調器。

【請求項6】 前記第1及び第2の補間手段は、第1の信号の各データの間に値がゼロ(0)の信号を挿入する挿入手段と、前記挿入手段の出力信号の高周波成分を除去するローパスフィルタ(LPF)とから構成されることを特徴とする請求項1乃至5のいずれか1つに記載のデジタル復調器。

【請求項7】 数1で表されるデジタル信号 $S_{(i)}$ から、

40 数2及び数3で表されるデジタル信号 $S_{i(k)}$ と $S_{q(k)}$ を生成する第1の手段と、

前記信号 $S_{i(k)}$ と $S_{q(k)}$ から、数4と数5で表されるデジタル信号 $S_{i' (k)}$ と $S_{q' (k)}$ を生成する第2の手段と、

信号 $S_{i' (k)}$ と $S_{q' (k)}$ から数6と数7で表されるデジタル信号 $S_{I(k)}$ と $S_{Q(k)}$ を生成する第3の手段と、

信号 $S_{I(k)}$ と $S_{Q(k)}$ から数8で表されるデジタル復調信号 $y_{(i)}$ を生成する第4の手段と、

を備えることを特徴とするデジタル復調器。

50 【数1】 $S_{(i)} = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot i / f_s +$

$$\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$$

(ここで、Aは振幅、 $\delta = f_d / f$ 、 f_d は最大周波数偏差、 f は変調信号の周波数、 f_s はサンプリング周波数、 $i = 1, 2, 3, \dots, f_c = f_s / 4$)

$$[\text{数2}] S_{1k} = A \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (2 \cdot k - 1) / f_s))$$

($k = 1, 2, 3, \dots$)

$$[\text{数3}] S_{qk} = A \cdot \sin(\delta \cdot \sin(4 \cdot \pi \cdot f \cdot k / f_s))$$

$$[\text{数4}] S_{i'_{11}} = \{A \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f / f_s)), 0, A \cdot \cos(\delta \cdot \sin(6 \cdot \pi \cdot f / f_s)), 0, \dots\}$$

$$[\text{数5}] S_{q'_{11}} = \{0, A \cdot \sin(\delta \cdot \sin(4 \cdot \pi \cdot f / f_s)), 0, A \cdot \sin(\delta \cdot \sin(8 \cdot \pi \cdot f / f_s)), \dots\}$$

$$[\text{数6}] S_{1i} = A \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$$

$$[\text{数7}] S_{qi} = A \cdot \sin(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$$

$$[\text{数8}] y_{11} = B \cdot \{\sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i - 1) / f_s)\}$$

(ここで、Bはば定数)

【請求項8】前記第1の手段は、

数1で表されるデジタルFM信号 S_{11} から数9乃至数12で表される4つのデジタル信号 S_{1k} 乃至 S_{4k} を生成する第1の変換手段と、

前記デジタル信号 S_{1k} 乃至 S_{4k} から、数5、数6で表されるデジタル信号 S_{ik} 、 S_{qk} を生成する第2の変換手段と、

から構成されることを特徴とする請求項7に記載のデジタル復調器。

$$[\text{数9}] S_{1k} = A \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (4 \cdot k - 3) / f_s))$$

$$[\text{数10}] S_{2k} = -A \cdot \sin(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (4 \cdot k - 2) / f_s))$$

$$[\text{数11}] S_{3k} = -A \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (4 \cdot k - 1) / f_s))$$

$$[\text{数12}] S_{4k} = A \cdot \sin(\delta \cdot \sin(8 \cdot \pi \cdot f \cdot k / f_s))$$

【請求項9】前記第3の手段は、前記信号 $S_{i'_{11}}$ 、 $S_{q'_{11}}$ の高周波成分を除去するローパスフィルタから構成される、ことを特徴とする請求項7又は8に記載のデジタル復調器。

【請求項10】前記振幅Aは定数であり、

前記第4の手段は、

前記信号 S_{1i} を所定のサンプリング期間遅延して信号 S_{1i-1} を生成する第1の遅延手段(22)と、

前記信号 S_{qi} を所定のサンプリング期間遅延して信号 S_{qi-1} を生成する第2の遅延手段(23)と、

信号 S_{qi-1} と信号 S_{1i} とを乗算する第1の乗算手段

(27)と、

信号 S_{1i-1} と信号 S_{qi} とを乗算する第2の乗算手段(29)と、

前記第1の乗算手段の出力信号と前記第2の乗算手段の出力信号の差を取る減算手段(33)と、

ことを特徴とする請求項7、8又は9に記載のデジタル復調器。

【請求項11】前記第4の手段は、

前記信号 S_{1i} を所定のサンプリング期間遅延して信号 S_{1i-1} を生成する第1の遅延手段(22)と、

前記信号 S_{qi} を所定のサンプリング期間遅延して信号 S_{qi-1} を生成する第2の遅延手段(23)と、

信号 S_{qi-1} と信号 S_{1i} とを乗算する第1の乗算手段(27)と、

信号 S_{1i-1} と信号 S_{qi} とを乗算する第2の乗算手段(29)と、

信号 S_{1i-1} を二乗する第3の乗算手段(25)と、

信号 S_{qi} を二乗する第4の乗算手段(31)と、

前記第1の乗算手段の出力信号と前記第2の乗算手段の出力信号の差を取る減算手段(33)と、

前記第3の乗算手段の出力信号と前記第4の乗算手段の出力信号とを加算する加算手段(35)と、

前記減算手段(33)の出力信号と前記加算手段(35)の出力信号の一方を他方で除算する除算手段(37)と、より構成される。ことを特徴とする請求項7、8又は9に記載のデジタル復調器。

【請求項12】数13で表されるデジタル信号 S_{11} から、数14及び数15で表されるデジタル信号 S_{ik} と S_{qk} を生成する第1の手段と、

前記信号 S_{ik} と S_{qk} から、数16と数17で表されるデジタル信号 $S_{i'_{11}}$ と $S_{q'_{11}}$ を生成する第2の手段と、

信号 $S_{i'_{11}}$ と $S_{q'_{11}}$ から数18と数19で表されるデジタル信号 S_{1i} と S_{qi} を生成する第3の手段と、

信号 S_{1i} と S_{qi} から数20で表されるデジタル復調信号 y_{11} を生成する第4の手段と、

を備えることを特徴とするデジタル復調器。

【数13】

$$S_{11} = (A + 1) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t / f_s)$$

(ここで、Aは振幅信号、 f_c は搬送波の周波数、 f_s はサンプリング周波数である)

$$[\text{数14}] S_{ik} = (A + 1) \cdot \sin(2 \cdot (2 \cdot k - 1) \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$$

($k = 1, 2, 3, \dots$ 、 Δf は周波数偏差、 ψ は位相偏差)

$$[\text{数15}] S_{qk} = (A + 1) \cdot \cos(4 \cdot k \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$$

$$[\text{数16}] \{S_{i'_{11}}\} = \{(A + 1) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), 0, (A + 1) \cdot \sin(6 \cdot \pi \cdot \Delta$$

$f + \psi$), 0, ...}

【数17】 $\{Sq'_{(k)}\} = \{0, (A+1) \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), 0, (A+1) \cdot \sin(8 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), 0, \dots\}$

【数18】

$SI(i) = (A+1) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$

【数19】

$SQ(i) = (A+1) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$

【数20】 $y(i) = (A+1)^2$

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】簡単な構成で且つ高品質の復調信号を得ることができるデジタル復調器に関する。

【0002】

【従来の技術及び発明が解決しようとする課題】デジタルFM復調器は、無線通信分野、特に移動無線通信分野で広く使用されている。しかし、デジタルFM復調器は、アナログFM復調器よりも構成が複雑であり、集積回路（以下、IC）やデジタルシグナルプロセッサ（Digital Signal Processor、以下DSP）等の集積回路で実現するのは困難である。これは、通常のデジタルFM復調器を実現するには、三角関数または90°移相器による複雑な処理が必要であり、大量のメモリを必要とし、且つ、多量の計算を要するためである。なお、90°移相器を使用するデジタルFM復調器は、例えば、米国特許No. 4, 755, 761と、特開昭63-288504、特開平6-291553に示されている。また、デジタルAM復調器はキャリアの再生が困難であり、90°移相器を用いる必要があるため集積回路化が困難であるという問題がある。

【0003】この発明は、上記実状に鑑みてなされたもので、簡単な構成のデジタル復調器を提供することを目的とする。また、この発明は、集積回路やデジタルシグナルプロセッサ等で実現することができるデジタル復調器を提供することを他の目的とする。

【0004】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、この発明の第1の観点にかかるデジタル復調器は、デジタル信号を受信し、該デジタル受信信号中の奇数番目のデータ列から構成され、データ毎に符号が反転する第1の信号と、該デジタル受信信号中の偶数番目のデータ列から構成され、データ毎に符号が反転する第2の信号を生成する時間列信号生成手段と、前記時間列信号生成手段から出力される第1の信号の各データの間に値がゼロ(0)のデータを挿入する第1の補間手段(17)と、前記時間列信号生成手段から出力される第2の信号の各データの間に値がゼロ(0)の信号を挿入する第2の補間手段(19)と、前記第1の補間手段(17)と前記第2の補間手段(19)の出力信号から、デジタル復調信号(Y)を生成する演算手段(2

1~37)と、を備えることを特徴とする。

【0005】また、この発明の第2の観点にかかるデジタル復調器は、数21で表されるデジタル信号 $S_{(i)}$ から、数22及び数23で表されるデジタル信号 $Si_{(k)}$ と $Sq_{(k)}$ を生成する第1の手段と、前記信号 $Si_{(k)}$ と $Sq_{(k)}$ から、数24と数25で表されるデジタル信号 $Si'_{(k)}$ と $Sq'_{(k)}$ を生成する第2の手段と、信号 $Si'_{(k)}$ と $Sq'_{(k)}$ から数26と数27で表されるデジタル信号 $SI_{(i)}$ と $SQ_{(i)}$ を生成する第3の手段と、信号 $SI_{(i)}$ と $SQ_{(i)}$ から数28で表されるデジタル復調信号 $y_{(i)}$ を生成する第4の手段と、を備えることを特徴とする。

【数21】 $S_{(i)} = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot i / f_s + \delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$

(ここで、Aは振幅、 $\delta = f_d / f$ 、 f_d は最大周波数偏差、fは変調信号の周波数、 f_s はサンプリング周波数、 $i = 1, 2, 3, \dots$ 、 $f_c = f_s / 4$)

【数22】 $Si_{(k)} = A_{(2 \cdot k - 1)} \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (2 \cdot k - 1) / f_s))$

($k = 1, 2, 3, \dots$)

【数23】 $Sq_{(k)} = A_{(2 \cdot k)} \cdot \sin(\delta \cdot \sin(4 \cdot \pi \cdot f \cdot k / f_s))$

【数24】 $Si'_{(k)} = \{A_{(1)} \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f / f_s)), 0, A_{(3)} \cdot \cos(\delta \cdot \sin(6 \cdot \pi \cdot f / f_s)), 0, \dots\}$

【数25】 $Sq'_{(k)} = \{0, A_{(2)} \cdot \sin(\delta \cdot \sin(4 \cdot \pi \cdot f / f_s)), 0, A_{(4)} \cdot \sin(\delta \cdot \sin(8 \cdot \pi \cdot f / f_s)), \dots\}$

【数26】 $SI_{(i)} = A_{(1)} \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$

【数27】 $SQ_{(i)} = A_{(1)} \cdot \sin(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$

【数28】 $y_{(i)} = B \cdot \{\sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i - 1) / f_s)\}$

(ここで、Bはほぼ定数である)

【0006】また、この発明の第3の観点にかかるデジタル復調器は、数29で表されるデジタル信号 $S_{(i)}$ から、数30及び数31で表されるデジタル信号 $Si_{(k)}$ と $Sq_{(k)}$ を生成する第1の手段と、前記信号 $Si_{(k)}$ と $Sq_{(k)}$ から、数32と数33で表されるデジタル信号 $Si'_{(k)}$ と $Sq'_{(k)}$ を生成する第2の手段と、信号 $Si'_{(k)}$ と $Sq'_{(k)}$ から数34と数35で表されるデジタル信号 $SI_{(i)}$ と $SQ_{(i)}$ を生成する第3の手段と、信号 $SI_{(i)}$ と $SQ_{(i)}$ から数36で表されるデジタル復調信号 $y_{(i)}$ を生成する第4の手段と、を備えることを特徴とする。

【数29】

$S_{(i)} = (A+1) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t / f_s)$

(ここで、Aは振幅信号、 f_c は搬送波の周波数、 f_s はサンプリング周波数である)

【数30】 $S_{i(k)} = (A_{(2 \cdot k - 1)} + 1) \cdot \sin(2 \cdot (2 \cdot k - 1) \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$ ($k = 1, 2, 3, \dots$)

【数31】 $S_{q(k)} = (A_{(2 \cdot k)} + 1) \cdot \cos(4 \cdot k \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$

【数32】 $\{S_{i' (k)}\} = \{(A_{(1)} + 1) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), 0, (A_{(3)} + 1) \cdot \sin(6 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), 0, \dots\}$

【数33】 $\{S_{q' (k)}\} = \{0, (A_{(2)} + 1) \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), 0, (A_{(4)} + 1) \cdot \sin(8 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), 0, \dots\}$

【数34】

$S_{i1} = (A_{(1)} + 1) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$

【数35】

$S_{q1} = (A_{(1)} + 1) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$

【数36】 $y_{(1)} = B \cdot (A_{(1)} + 1)^2$

(ここで、Bはばば定数)

【0007】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照してこの発明の実施の形態にかかるデジタルFM復調器について説明する。

【0008】(第1の実施の形態)図1は、この発明の第1の実施の形態にかかるFM受信機1の構成を示すブロック図である。図示するように、このFM受信機1は、アンテナ3と、受信回路4と、サンプリング回路5と、発振器6と、デジタルFM復調器2と、から構成される。デジタルFM復調器2は、デマルチプレクサ(DMUX)11と、インバータ12、13と、マルチプレクサ(MUX)14、15と、補間回路17、19と、演算回路21と、から構成される。演算回路21は、遅延素子22、23と、乗算器27、29と、減算器33と、から構成される。

【0009】アンテナ3は、FM信号Saを受信回路4に供給する。受信回路4は、アンテナ3から供給されたFM信号Saを増幅、周波数変換、チューニング等を行い、中間周波信号 S_{ct} を生成し、サンプリング回路5に供給する。サンプリング回路5は、発振器6から供給される周波数 f_s のサンプリング信号に従って、中間周波信号 S_{ct} をサンプリングし、デジタル信号 S_{ci} に変換してデジタルFM復調器2に供給する。発振器6は、復調信号の周波数より十分高いサンプリング信号をサンプリング回路5及びデジタルFM復調器2に供給する。

【0010】DMUX11は、サンプリング回路5から供給される入力信号(データ)を4つの出力端子S1~

$$\{S_{ci}\} = \{I_a \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f / f_s)), -I_a \cdot \sin(\delta \cdot \sin(4 \cdot \pi \cdot f / f_s)), -I_a \cdot \cos(\delta \cdot \sin(6 \cdot \pi \cdot f / f_s)), I_a \cdot \sin(\delta \cdot \sin(8 \cdot \pi \cdot f / f_s)), \dots\}$$

【0018】DMUX11は、数39に示すデジタル信号 S_{ci} の各データを、4つの出力端に順番に循環し

* S4に順番に出力する。インバータ12、13は、それぞれ、DMUX11の第3及び第4の出力端S3とS4から供給される信号を180°位相変換する(符号を反転する)。MUX14は、DMUX11の第1の出力端とインバータ12から供給される信号を交互に選択して出力する。MUX15は、DMUX11の第2の出力端とインバータ13から供給される信号を交互に選択して出力する。

【0011】補間回路17、19は、それぞれ、図2に示すように、ゼロ挿入回路41とLPF42とから構成される。ゼロ挿入回路41は、MUX14又は15から順次出力される信号(データ)の間に値がゼロ(0)の信号(データ)を挿入する。LPF42は、ゼロ挿入回路41から供給される信号中の高周波成分を除去する。

【0012】演算回路21の遅延素子22、23は、補間回路17、19の出力信号を1サンプリング周期分遅延させる。乗算器27は、遅延素子22の出力信号と補間回路19の出力信号を乗算する。乗算器29は、遅延素子23の出力信号と補間回路17の出力信号を乗算する。減算器33は、乗算器29の出力信号から、乗算器27の出力信号を減算する。

【0013】次に、図1に示すFM受信機1の動作を説明する。デジタルFM復調器2には、サンプリング回路5でサンプリング信号に従ってサンプリングされた、数37に示す中間周波信号 S_{ct} が供給される。ここでは理解を容易にするため、中間周波信号 S_{ct} の振幅Aを一定値 I_a とする。

【0014】

$$\text{【数37】 } S_{ct} = I_a \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + \delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t))$$

【0015】ここで、 f_c はキャリア周波数、 $\delta = f_d / f$ 、 f_d は最大周波数偏差、 f は復調信号の周波数、 $t = i / f_s$ 、 f_s はサンプリング周波数、 $i = 1, 2, 3, \dots$ 、をそれぞれ示す。キャリア周波数 f_c をサンプリング周波数 f_s の1/4($f_c = f_s / 4$)に設定すると、数37は数38に書き換えることができる。即ち、デジタルFM復調器2には、数38で示されるデジタルFM信号 S_{ci} が供給される。

【0016】

$$\text{【数38】 } S_{ci} = I_a \cdot \sin((\pi \cdot i) / 2 + \delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$$

数38に示す信号 S_{ci} は、数39に示すように書き換えることができる。

【0017】

【数39】

て出力する。従って、第1~第4の出力端から出力されるデジタル信号 $S_{1i} \sim S_{4i}$ は、数40~数43で

表される。

【0019】

【数40】 $S_{1(k)} = I_m \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (4 \cdot k - 3) / f_s))$

【数41】 $S_{2(k)} = -I_m \cdot \sin(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (4 \cdot k - 2) / f_s))$

【数42】 $S_{3(k)} = -I_m \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (4 \cdot k - 1) / f_s))$

【数43】 $S_{4(k)} = I_m \cdot \sin(\delta \cdot \sin(8 \cdot \pi \cdot f \cdot k / f_s))$

【0020】インバータ12は、信号 $S_{3(k)}$ を 180° 位相変換（符号を反転）し、 $-S_{3(k)}$ に変換してMUX14に供給する。MUX14は、信号 $S_{1(k)}$ 及び $-S_{3(k)}$ を入力し、交互に出力する。MUX14の出力信号 *

$$\begin{aligned} S_{i(k)} &= \{S_{(1)}, -S_{(3)}, S_{(5)}, -S_{(7)}, \dots\} \\ &= I_m \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (2 \cdot k - 1) / f_s)) \end{aligned}$$

【数45】

$S_{q(k)} = \{S_{(2)}, -S_{(4)}, S_{(6)}, -S_{(8)}, \dots\}$
 $= I_m \cdot \sin(\delta \cdot \sin(4 \cdot \pi \cdot f \cdot k / f_s))$
 $k = 1, 2, 3, \dots$

信号 $S_{i(k)}$ と信号 $S_{q(k)}$ とは、数46の関係にある。

【0022】

【数46】 $S_{i(k+1)} = \hat{S}_{q(k)}$

ここで、 $\hat{S}_{q(k)}$ は、 $S_{q(k)}$ とは 90° 位相が異なる信号を示す。

【0023】 $S_{i(k)}$ と $S_{q(k)}$ のサンプリング周波数を f_s に変換するため、補間回路17のゼロ挿入回路41は信号 $S_{i(k)}$ を入力し、信号 $S_{i(k)}$ の各データ間に、値がゼロ(0)のデータを挿入し、数47に示す信号 $S_{i'}$ を出力する。補間回路19のゼロ挿入回路41は信号 $S_{q(k)}$ を入力し、信号 $S_{q(k)}$ の各データ間に、値がゼロ(0)のデータを挿入し、数48に示す信号 $S_{q'}$ を出力する。

【0024】

【数47】 $S_{i'} = \{S_{(1)}, 0, -S_{(3)}, 0, S_{(5)}, 0, -S_{(7)}, \dots\}$

【数48】 $S_{q'} = \{0, S_{(2)}, 0, -S_{(4)}, 0, S_{(6)}, 0, -S_{(8)}, \dots\}$

【0025】補間回路17のLPF42は、信号 $S_{i(i)}$ ※

$$\begin{aligned} Y_{(i)} &= S_{q(i)} \cdot S_{i(i-1)} - S_{q(i-1)} \cdot S_{i(i)} \\ &= I_m^2 \{ \sin(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s)) \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s)) - \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s)) \cdot \sin(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s)) \} \\ &= I_m^2 \cdot \sin(\delta \cdot (\sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s))) \end{aligned}$$

【0029】サンプリング周波数 f_s は、前述のように、復調信号の周波数 f より十分高く設定されており、数52は数53のように書き換えることができる。

【0030】

【数53】 $Y_{(i)} \approx I_m^2 \cdot \delta \cdot \{ \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot$

* $S_{i(k)}$ 、即ち、MUX14が出力するデジタル信号を数44に示す。このデジタル信号 $S_{i(k)}$ は、デジタルFM信号 $S_{(i)}$ の奇数番目のデータの列から構成され、データ毎に符号が反転する信号である。また、インバータ13は、信号 S_4 を 180° 位相変換（符号を反転）し、 $-S_4$ に変換してMUX15に供給する。MUX15は、信号 S_2 及び $-S_4$ を入力し、交互に出力する。MUX15の出力するデジタル信号 $S_{q(k)}$ を数45に示す。出力信号 $S_{q(k)}$ は、デジタルFM信号 $S_{(i)}$ の偶数番目のデータの列から構成され、データ毎に符号が反転する信号である。

【0021】

【数44】

※の高周波成分を除去し、数49に示すデジタル信号 $S_{I(i)}$ を出力する。また、補間回路19のLPF42は、信号 $S_{q(i)}$ の高周波成分を除去し、数50に示すデジタル信号 $S_{Q(i)}$ を出力する。

【0026】

【数49】 $S_{I(i)} = I_m \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$

【数50】 $S_{Q(i)} = I_m \cdot \sin(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$ 信号 $S_{I(i)}$ と信号 $S_{Q(i)}$ とは、数51に示すように、互いに直交した信号である。

【数51】 $S_{I(i)} = \hat{S}_{Q(i)}$

【0027】遅延素子22は、信号 $S_{I(i)}$ を1サンプリング周期分遅延し、信号 $S_{I(i-1)}$ を出力する。乗算器27は、信号 $S_{I(i-1)}$ と、補間回路19の出力信号 $S_{Q(i)}$ とを乗算する。一方、遅延素子23は、信号 $S_{Q(i)}$ を、1サンプリング周期分遅延し、 $S_{Q(i-1)}$ を出力する。乗算器29は、信号 $S_{Q(i-1)}$ と、補間回路17の出力信号 $S_{I(i)}$ とを乗算する。減算器33は、乗算器29の出力信号から乗算器27の出力信号を減算し、数52で表されるデジタル信号 $Y_{(i)}$ を出力する。

【0028】

【数52】

$i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s) \}$ 50
 なお、数53に示す信号 $Y_{(i)}$ を積分して復調信号としてもよい。

【0031】このように、図1のデジタルFM復調器2は、振幅が一定のFM入力信号を復調することができ

る。しかも、使用するLPFが、補間回路17、19に各1個ずつの計2個であり、簡単で小規模な回路構成で実現できる。従って、デジタルFM復調器2をIC、DSP等の集積回路で容易に構成することができる。

【0032】(第2の実施の形態)第1の実施の形態では、中間周波信号 $S_{c,i}$ の振幅 A が一定値 I_0 の場合のデジタルFM復調器2について説明したが、この発明のデジタルFM復調器2は入力信号 $S_{c,i}$ の振幅が一定でない場合についても適用可能である。以下、第2の実施の形態として、中間周波信号 $S_{c,i}$ の振幅 $A_{c,i}$ が一定でない場合でも、入力FM信号を復調できるデジタルFM復調器2の構成及び動作について説明する。

【0033】図3は、第2の実施の形態のFM受信機1の構成を示す。このFM受信機1の構成は、基本的には図1に示す構成と同一である。但し、演算回路21の構成が異なる。即ち、演算回路21は、遅延素子22、23と、乗算器25、27、29、31と、減算器33と、加算器35と、除算器37とから構成されている。乗算器25、31は、同一の信号を2乗する。加算器35は、乗算器25、31のそれぞれの出力信号を加算する。除算器37は、減算器33の出力信号から加算器35の出力信号を除算する。その他の遅延素子22、23と、乗算器27、29と、減算器33の機能は、第1の実施の形態と同様である。

【0034】振幅情報を含むアナログFM信号 $S_{c,i}$ は数54で表される。

【0035】

$$\text{【数54】 } S_{c,i} = A_{c,i} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + \delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t))$$

【0036】サンプリング回路5は、アナログFM信号 $S(t)$ をサンプリング信号に従ってサンプリングし、A/D変換することにより、数55に示すデジタルFM信号 $S_{c,i}$ を出力する。

【0037】

$$\text{【数55】 } S_{c,i} = A_{c,i} \cdot \sin((\pi \cdot i) / 2 + \delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$$

【0038】DMUX11は、デジタルFM信号 $S_{c,i}$

$$\begin{aligned} Si'_{c,i} &= \{S_{c,i}, 0, -S_{c,i}, 0, S_{c,i}, 0, -S_{c,i}, \dots\} \\ &= \{A_{c,i} \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f / f_s)), 0, A_{c,i} \cdot \cos(\delta \cdot \sin(6 \cdot \pi \cdot f / f_s)), 0, \dots, \} \end{aligned}$$

【数63】

$$\begin{aligned} Sq'_{c,i} &= \{0, S_{c,i}, 0, -S_{c,i}, 0, S_{c,i}, 0, -S_{c,i}, \dots\} \\ &= \{0, A_{c,i} \cdot \sin(\delta \cdot \sin(4 \cdot \pi \cdot f / f_s)), 0, A_{c,i} \cdot \sin(\delta \cdot \sin(8 \cdot \pi \cdot f / f_s)), \dots, \} \end{aligned}$$

【0044】補間回路17のLPF42は、信号 $Si_{c,i}$ の高周波成分を除去し、数64に示す信号 $SI_{c,i}$ を出力する。また、補間回路19のLPF42は、信号 $Sq_{c,i}$ の高周波成分を除去し、数65に示す信号 $SQ_{c,i}$ を出力する。

【0045】

* c_{i-1} の各信号片を、4つの出力端子に順番に出力し、数56～数59に示す信号 $SI_{c,k} \sim SQ_{c,k}$ を生成する。ここで、キャリア周波数 f_c と、サンプリング周波数 f_s とは、 $f_c = f_s / 4$ の関係にある。

【0039】

$$\text{【数56】 } SI_{c,k} = A_{c(i-k-3)} \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (4 \cdot k - 3) / f_s))$$

$$\text{【数57】 } SI_{c,k} = -A_{c(i-k-2)} \cdot \sin(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (4 \cdot k - 2) / f_s))$$

$$\text{【数58】 } SI_{c,k} = -A_{c(i-k-1)} \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (4 \cdot k - 1) / f_s))$$

$$\text{【数59】 } SI_{c,k} = A_{c(i-k)} \cdot \sin(\delta \cdot \sin(8 \cdot \pi \cdot f \cdot k / f_s))$$

但し、 $k = 1, 2, 3, \dots$ である。

【0040】インバータ12は、信号 $SI_{c,k}$ を180°位相変換(符号を反転)して、 $-SI_{c,k}$ に変換してMUX14に供給する。MUX14は、信号 $SI_{c,k}$ 及び $-SI_{c,k}$ を入力し、交互に出力して、数60に示す信号 $Si_{c,k}$ を出力する。また、インバータ13は、信号 $Sq_{c,k}$ を180°位相変換(符号を反転)して、 $-Sq_{c,k}$ に変換してMUX15に供給する。MUX15は、信号 $Sq_{c,k}$ 及び $-Sq_{c,k}$ を入力し、交互に出力して、数61に示す信号 $Sq_{c,k}$ を出力する。

【0041】

$$\text{【数60】 } Si_{c,k} = A_{c(i-k-1)} \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (2 \cdot k - 1) / f_s))$$

$$\text{【数61】 } Sq_{c,k} = A_{c(i-k)} \cdot \sin(\delta \cdot \sin(4 \cdot \pi \cdot f \cdot k / f_s))$$

【0042】補間回路17のゼロ挿入回路41は、信号 $Si_{c,k}$ を入力し、信号片間に、値がゼロ(0)の信号片を挿入し、数62に示す信号 $Si'_{c,i}$ を出力する。補間回路19のゼロ挿入回路41は、信号 $Sq_{c,k}$ を入力し、信号片間に、値がゼロ(0)の信号片を挿入し、数63に示す信号 $Sq'_{c,i}$ を出力する。

【0043】

【数62】

$$\text{【数64】 } SI_{c,i} = A_{c,i} \cdot \cos(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$$

$$\text{【数65】 } SQ_{c,i} = A_{c,i} \cdot \sin(\delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s))$$

【0046】信号 $SI_{c,i}$ と信号 $SQ_{c,i}$ とは、数66に示すように、それぞれが直交している。

【数66】 $SI_{i+1} = \hat{S}Q_{i+1}$

【0047】次に、乗算器25は、信号 SI_{i+1} を2乗して、信号 SI^2_{i+1} に変換する。乗算器31は、信号 SQ_{i+1} を2乗して、信号 SQ^2_{i+1} に変換する。加算器35は、信号 SI^2_{i+1} と信号 SQ^2_{i+1} とを加算し、数67に示す信号 A^2_{i+1} を出力する。

【0048】

【数67】 $A^2_{i+1} = SI^2_{i+1} + SQ^2_{i+1}$

【0049】遅延素子22は、信号 SI_{i+1} を1サンプリング周期分遅延し、信号 SI_{i+1-1} を出力する。乗算器2*10

$$Y_{i+1} = SQ_{i+1} \cdot SI_{i+1-1} - SQ_{i+1-1} \cdot SI_{i+1} \\ = A_{i+1} \cdot A_{i+1-1} \cdot \sin(\delta \cdot (\sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s)))$$

【0051】除算器37は、数68のデジタル信号 Y_{i+1} を数67に示す信号 A^2_{i+1} で除算し、数69に示す信号 Y_{i+1} / A^2_{i+1} を出力する。

【0052】

【数69】 $Y_{i+1} / A^2_{i+1} = A_{i+1-1} \cdot \sin(\delta \cdot (\sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s))) / A_{i+1}$

サンプリング周波数 f_s は復調信号の周波数 f より十分高いため、数71が成立する。数70を数69に代入することにより、数69を数71に書き換えることができる。

【0053】

【数70】 $A_{i+1-1} / A_{i+1} \approx 1$

【数71】 $Y_{i+1} / A^2_{i+1} \approx \sin(\delta \cdot (\sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s)))$

【0054】サンプリング周波数 f_s が復調信号の周波数 f よりも十分に高いため、数71は数72に書き換えることができる。

【0055】

$$Y_{i+1} / A^2_{i+1} \approx \sin(\delta \cdot (\sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s))) \pm 2 \cdot \pi \cdot \Delta f / f_s \\ = \sin(\delta \cdot (\sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s))) \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f / f_s) \pm \cos(\delta \cdot (\sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s))) \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f / f_s)$$

【0061】サンプリング周波数 f_s が復調信号の周波数 f よりも十分に大きく設定されているので、数74は数75に書き換えることができる。

★

$$Y_{i+1} / A^2_{i+1} \approx \delta \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f / f_s) (\sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s)) \pm \delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f / f_s)$$

【0063】数75から明らかなように、DC（直流）バイアスが増加し、復調信号の振幅が Δf の増加に伴って減少するが、チューニング特性は通常のアナログFM復調器とほぼ同一である。

【0064】この実施の形態のデジタルFM復調器2

*7は、信号 SI_{i+1-1} と、補間回路19の出力信号 SQ_{i+1} とを乗算する。一方、遅延素子23は、信号 SQ_{i+1} を、1サンプリング周期分遅延し、 SQ_{i+1-1} を出力する。乗算器29は、信号 SQ_{i+1-1} と、補間回路17の出力信号 SI_{i+1} とを乗算する。減算器33は、乗算器29の出力信号から乗算器27の出力信号を減算し、数68に示す信号 Y_{i+1} を出力する。

【0050】

【数68】

※【数72】 $Y_{i+1} / A^2_{i+1} \approx \delta \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i / f_s) - \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1) / f_s)$

【0056】なお、数71又は数72で表される信号 Y_{i+1} / A^2_{i+1} を積分して復調信号としてもよい。

【0057】数71、数72では、振幅 A_{i+1} がキャンセルされている。即ち、振幅情報をキャンセルして復調信号を得ることができる。従って、第2の実施の形態のFM復調器2によれば、振幅情報を含むFM信号が入力された場合でも、復調信号を適切に得ることができる。

【0058】なお、以上の説明では、 $f_c = f_s / 4$ が成立するものと仮定したが、キャリア周波数 f_c が数73に示すように $f_s / 4$ からずれた場合でも復調可能である。

【0059】

【数73】 $f_c = f_s / 4 \pm \Delta f$

ここで、 $0 < \Delta f < f_s / 4$

この場合、数72は数74に書き換えることができる。

【0060】

※【数74】

40★【0062】

【数75】

においても、LPFは補間回路17と19に各1個ずつ配置されるのみである。従って、LPFの使用を最小限度に抑えることができ、簡単で小規模な構成のデジタルFM復調器2を提供することができる。従って、デジタルFM復調器2をIC、DSP等の集積回路で容易

に構成することができる。

【0065】(第3の実施の形態)第1及び第2の実施の形態においては、デジタルFM信号を復調する復調回路を例にこの発明を説明したが、この発明はデジタルAM信号を復調する復調器にも同様に適用可能である。以下にデジタル復調器の例を具体的に説明する。

【0066】図4にAM復調装置の構成例を示す。この構成は、図3の構成から遅延素子22、23、乗算器27、29、減算器33、割算器37を除去した構成を有する。

【0067】次に、このような構成のAM復調器の動作を説明する。受信回路4が出力するアナログAM信号S*

$$\{S_{(i)}\} = \{-(A_{(i)}+1) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), -(A_{(i)}+1) \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), (A_{(i)}+1) \cdot \sin(6 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), (A_{(i)}+1) \cdot \cos(8 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), \dots\}$$

【0071】DMUX11は、このデジタル信号の各データを4つの出力端に出力する。インバータ12、13は供給されたデータを反転する。MUX14は、DMUX11の出力データS1と-S3を交互に選択して出力する。MUX15は、DMUX11の出力データ-S2とS4を交互に選択して出力する。MUX14の出力は数78で表され、MUX15の出力は数79で表される。

【0072】

$$\text{【数78】 } S_{i(k)} = (A_{(i,k)}+1) \cdot \sin(2 \cdot (2 \cdot k-1) \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$$

(k=1、2、3、…)

$$\text{【数79】 } S_{q(k)} = (A_{(i,k)}+1) \cdot \cos(4 \cdot k \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$$

【0073】補間回路17のゼロ挿入回路41は、数80に示すデジタル信号を出力する。また、補間回路19のゼロ挿入回路41は、数81に示すデジタル信号を出力する。

【0074】

$$\text{【数80】 } \{S'_{(i,k)}\} = \{(A_{(i,k)}+1) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), 0, (A_{(i,k)}+1) \cdot \sin(6 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), 0, \dots\}$$

$$\text{【数81】 } \{S'_{q(i,k)}\} = \{0, (A_{(i,k)}+1) \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), 0, (A_{(i,k)}+1) \cdot \sin(8 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi), 0, \dots\}$$

【0075】補間回路17のLPF42は、数80に示すデジタル信号の高周波成分を除去し、数82に示すデジタル信号を出力する。補間回路19のLPF42は、数81に示すデジタル信号の高周波成分を除去し、数83に示すデジタル信号を出力する。

【0076】

【数82】

$$S_{I(i)} = (A_{(i)}+1) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$$

【数83】

$$S_{Q(i)} = (A_{(i)}+1) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$$

* (t)は数76で表される。

【0068】

$$\text{【数76】 } S_{(t)} = A_{(t)} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + 2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi) + \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + 2 \cdot \pi \cdot \Delta f + \psi)$$

(ここで、 $A_{(t)}$ は振幅信号、 f_c は搬送波の周波数、 Δf と ψ は未知周波数偏差及び位相偏差である)

【0069】 $f_c = f_s/4$ とすると、サンプリング回路5の出力信号は数77で表される。

10 【0070】

【数77】

【0077】乗算器25は、補間回路17の出力信号 $S_{I(i)}$ を2乗する。乗算器31は、補間回路19の出力信号 $S_{Q(i)}$ を2乗する。

20 【0078】加算機35は、乗算器25と31の出力するデジタル信号を加算し、数84に示すデジタル復調信号を出力する。

【0079】

$$\text{【数84】 } y_{(i)} = S_{I(i)}^2 + S_{Q(i)}^2 = (A_{(i)}+1)^2$$

【0080】この復調信号 $y(i)$ をD/A変換することにより、アナログ復調信号が得られる。

【0081】(第4の実施の形態)第1乃至第3の実施の形態にかかる受信機2をDSP(デジタルシグナルプロセッサ)を使用して構成したシステムの構成の例を図5に示す。受信回路4から出力される信号は、サンプリング回路5として機能するA/Dコンバータ51に供給され、A/D変換される。A/Dコンバータ51の出力信号は、デジタル復調器2を構成するDSP52に供給される。DSP52から出力されるデジタル復調信号はD/Aコンバータ53によりアナログ信号に変換される。D/Aコンバータ53の出力するオーディオ信号は、高周波成分を除去するアナログLPF54を介して駆動アンプ等を介してスピーカ等に供給される。A/Dコンバータ51には、発振器55から周波数 f_s のサンプリングクロックが供給される。サンプリングクロック信号は、DSP52とD/Aコンバータ53とに動作クロックとして供給される。

【0082】サンプリング周波数 f_s は、復調信号の周波数と比較して非常に高い。アナログ復調機の場合、アナログFM信号の最大周波数偏差 f_d を、通常のFMレシーバと同じ5kHzとすると、サンプリング周波数 f_s は数85で定まる。

【0083】

$$\text{【数85】 } f_s/4 + 15 \text{ kHz} \leq f_s/2$$

従って、サンプリング周波数 f_s は、 $f_s \geq 60 \text{ kHz}$ に設定される。

【0084】図5に示す構成を用いて、この発明のデジタルFM復調器2を評価した。まず、評価システムの仕様について説明する。DSP52として16ビットの固定小数点式のTMS320C25を使用し、サンプリング周波数 f_s を62.5kHzとした。補間回路17、19に使用されるLPF42をカットオフ周波数が18kHzの一次のローパスフィルタで構成し、アナログFM信号の最大周波数偏差 f_d を5kHzとし、復調信号としては1kHzのトーンシグナルを使用した。

【0085】この場合のFM変調信号及びFM復調信号のスペクトル分布を図6と図7にそれぞれ示す。また、300Hz～3kHzでの復調歪みを図8に示す。信号レベルが0dBの時の最大復調歪みは-47dB以下であり、復調歪みが非常に小さいことが確認された。

【0086】この評価結果からも明らかなように、上記実施の形態にかかるFM復調器2は、比較的簡単な構成であるが、高品質の復調信号を得ることができる。

【0087】この発明は、上記実施の形態に限定されず、種々の変形及び応用が可能である。例えば、図1及び図3では、DMUX11の出力信号のうち、信号 S_{3k} と信号 S_{4k} とをそれぞれインバータ12、13に入力し、180°位相変換（符号の反転）したが、例えば信号 S_{2k} と信号 S_{3k} とをインバータに入力して位相変換する等、信号 S_{1k} と信号 S_{3k} の一方と信号 S_{2k} と信号 S_{4k} の一方をインバータに入力して位相を変換すればよい。

【0088】同様に、図4では、DMUX11の出力信号のうち、信号 S_{2k} と信号 S_{3k} とをそれぞれインバータ12、13に入力し、180°位相変換（符号の反転）したが、例えば信号 S_{3k} と信号 S_{4k} とをインバータに入力して位相変換する等、信号 S_{1k} と信号 S_{3k} の一方と信号 S_{2k} と信号 S_{4k} の一方をインバータに入力して位相を変換すればよい。

【0089】また、上記実施の形態においては、信号 S_{ik} と S_{qk} を生成するためにデマルチプレクサとマルチプレクサを使用した。絶対値が S_{ik} と S_{qk} で表される時間列信号が得られるならば、任意の構成を採用することができる。例えば、図9の構成では、2出力のデマルチプレクサ61を配置し、一方の出力端に信号 $S_{(1)}$ 、 $S_{(3)}$ 、 $S_{(5)}$ …を順次出力し、他方の出力端に信*40

*号 $S_{(2)}$ 、 $S_{(4)}$ 、 $S_{(6)}$ …を順次出力する。そして、 $S_{(1)}$ 、 $S_{(3)}$ …と $S_{(2)}$ 、 $S_{(6)}$ …はバッファ62、64を介してそのまま出力し、 $S_{(3)}$ 、 $S_{(7)}$ …と $S_{(4)}$ 、 $S_{(8)}$ …をインバータ63、65により反転して出力することにより、時間列信号 S_{ik} と S_{qk} を生成できる。

【0090】

【発明の効果】以上説明のように、この発明によれば、90°移位器等のハードウェア量の多い複雑な回路を使用することなく、小さく簡単な回路構成で、高性能のデジタル復調器を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の第1の実施の形態にかかるFM受信機の構成を示すブロック図である。

【図2】図1に示す補間回路の構成を示すブロック図である。

【図3】この発明の第2の実施の形態にかかるFM受信機の構成を示すブロック図である。

【図4】この発明の第3の実施の形態にかかるAM受信機の構成を示すブロック図である。

【図5】この発明のデジタルFM復調器をDSPを用いて構成した場合の構成例を示すブロック図である。

【図6】図5の構成のデジタル復調器の評価に使用したFM信号のスペクトル分布図である。

【図7】図5の構成のデジタル復調器の評価に使用したFM復調信号のスペクトル分布図である。

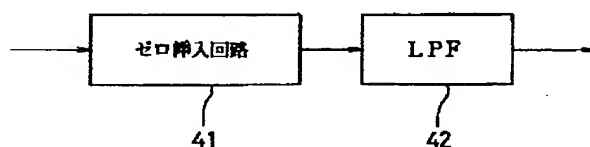
【図8】復調信号の周波数と復調歪みの関係を示すグラフである。

【図9】時間列信号を生成する回路の変形例を示すブロック図である。

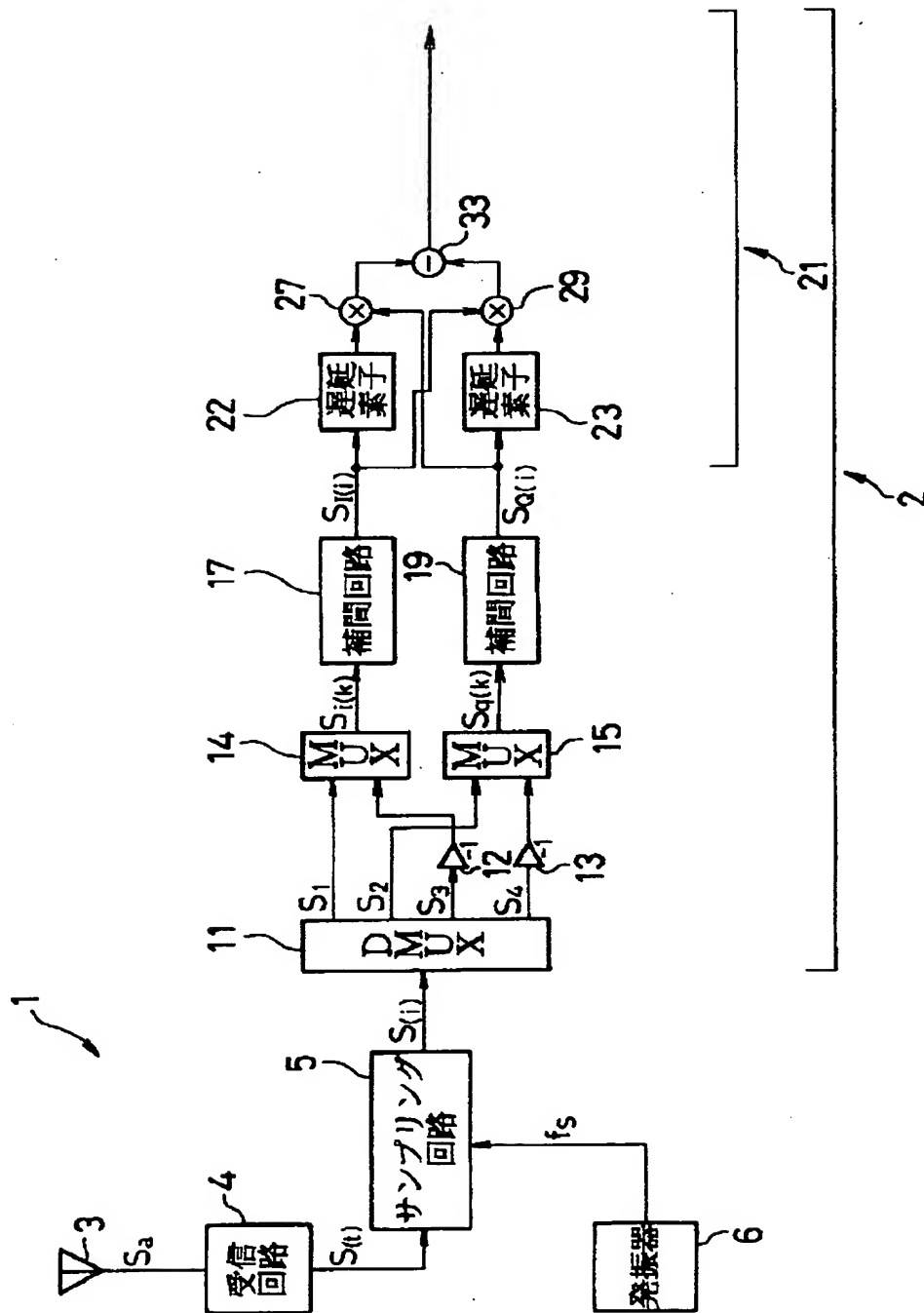
【符号の説明】

1…FM受信機、2…デジタルFM復調器、3…アンテナ、4…受信回路、5…サンプリング回路、11…DMUX、12・13…インバータ、14・15…MUX、17・19…補間回路、21…演算回路、22・23…遅延素子、25・27・29・31…乗算器、33…減算器、35…加算器、37…除算器、41…ゼロ挿入回路、42…LPF、51…A/Dコンバーター、52…DSP、53…D/Aコンバーター、54…アナログLPF、55…発振器

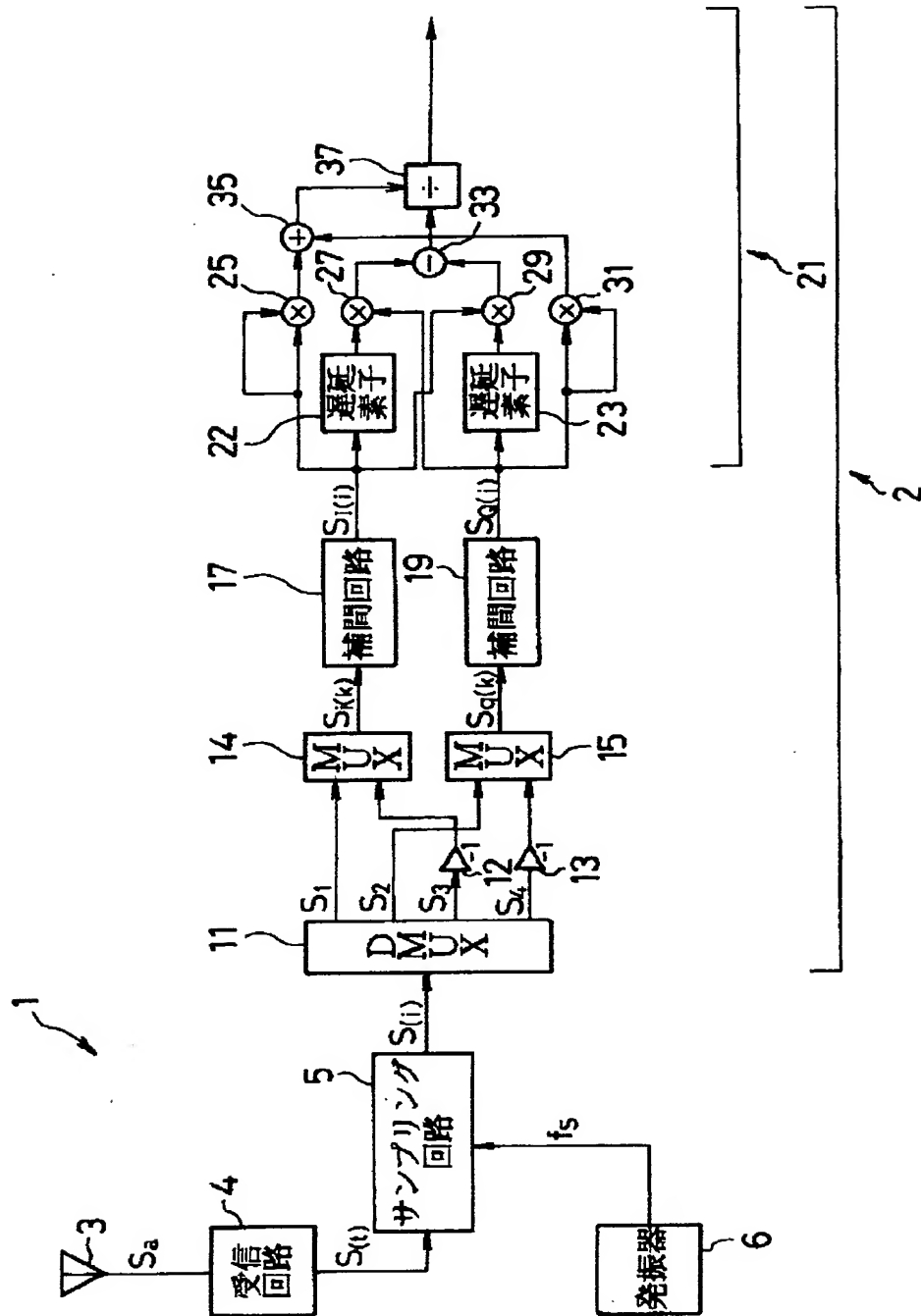
【図2】



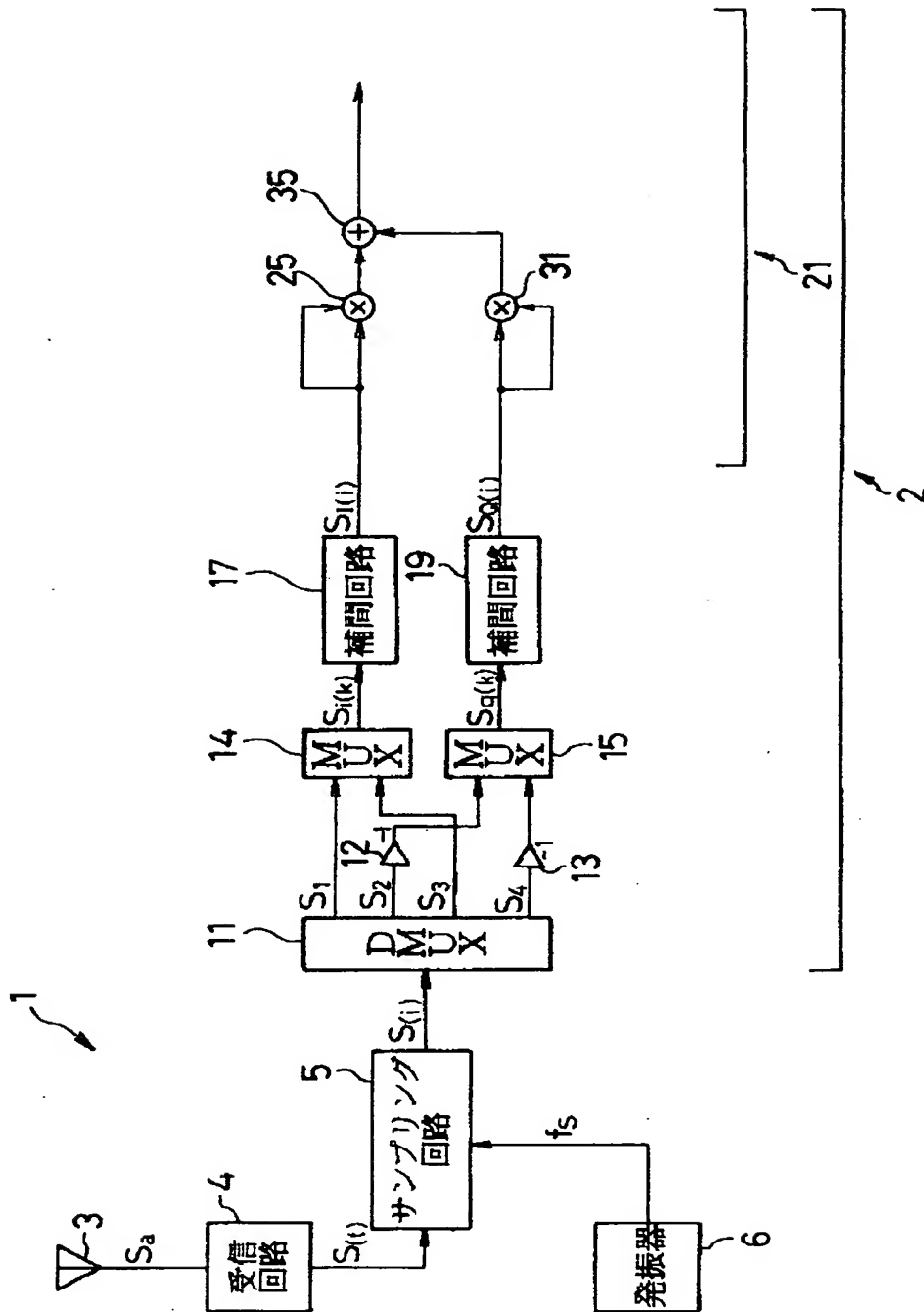
【図1】



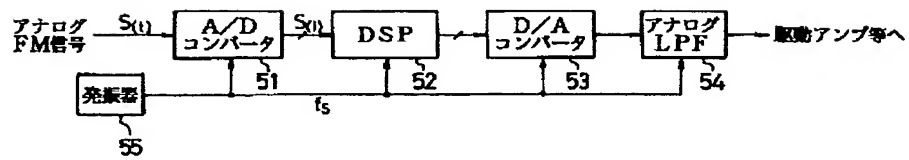
【図3】



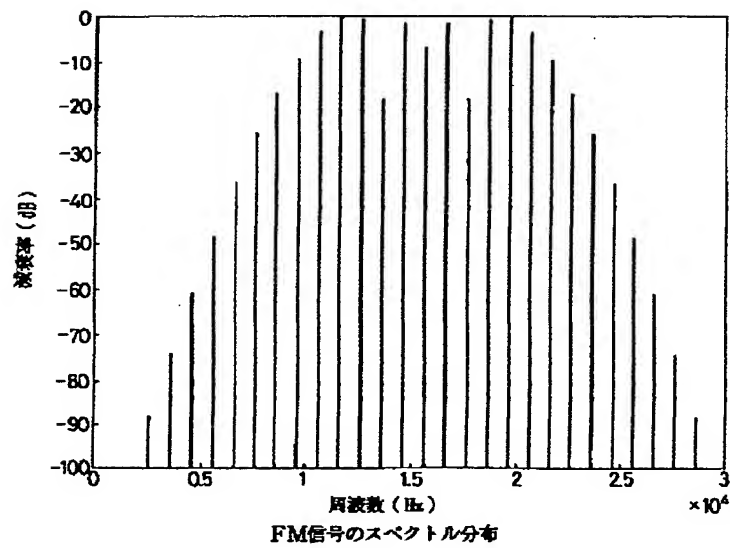
【図4】



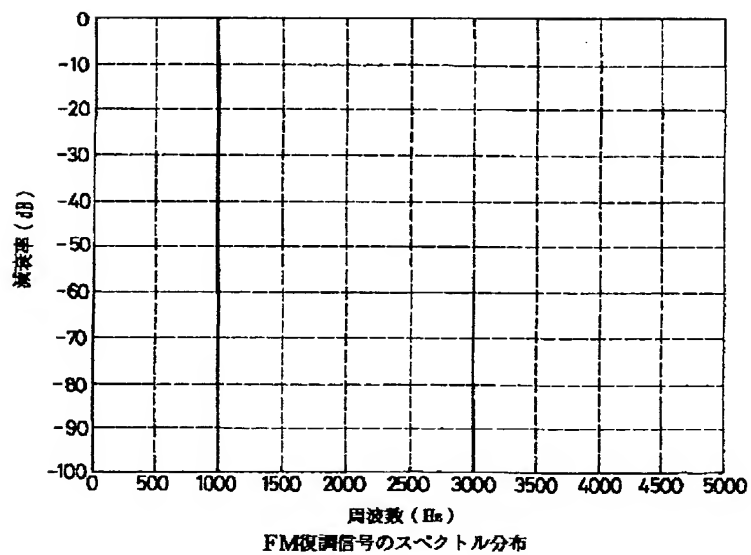
【図5】



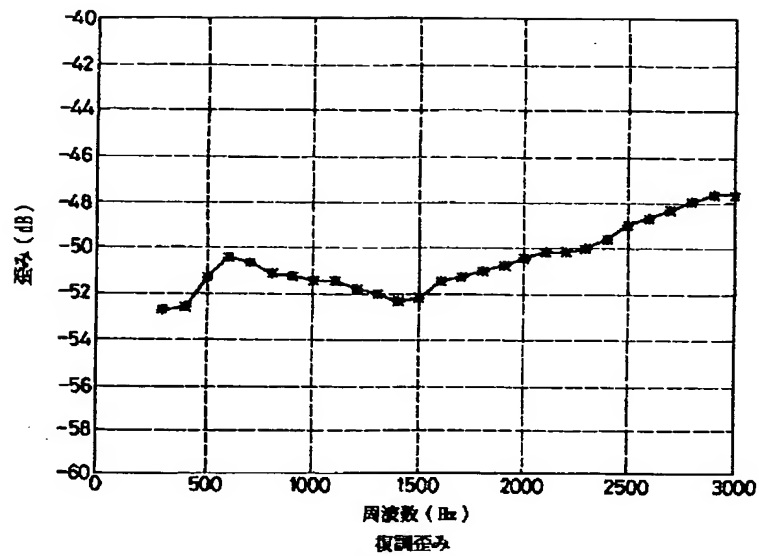
【図6】



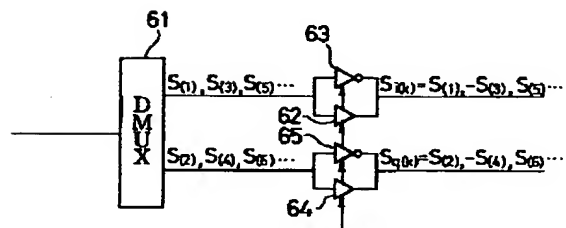
【図7】



【図8】



【図9】



制御信号

THIS PAGE BLANK (USPTO)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)